

**МИНОБРНАУКИ РОССИИ**

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования

**«МИРЭА – Российский технологический университет»  
РТУ МИРЭА»**

---

**ЛЕКЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ**

**Конфиденциальная информация и ее защита в документационном  
обеспечении управления  
Электроника**

**Уровень бакалавриат  
Форма обучения очная**

**Направление  
подготовки 10.03.01 Информационная безопасность**

**Институт комплексной безопасности и специального приборостроения**

**Кафедра кафедра электроники**

**Лектор д.т.н., профессор Филинов В.В.**

**Используются в данной редакции с учебного года 2020/21**

**Проверено и согласовано «\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ г.**  
*(подпись директора Института Филиала  
с расшифровкой)*

Москва 2020г.

## 1.2. Интегральные схемы.

**Микроэлектроника** – это направление электроники, позволяющее с помощью комплекса технологических, конструктивных и схемотехнических средств создавать малогабаритные, высоконадежные и экономичные электронные устройства.

Микроэлектроника основана на применении **интегральных микросхем (ИМС)**, в которых элементы нераздельно связаны между собой и представляют единое целое. ИМС изготавливают на основе кристалла полупроводника, в качестве которого чаще всего используют кремний. В кристалле кремния создаются р-п-переходы, образующие как активные, так и пассивные элементы электрической схемы. Элементы микросхемы связывают между собой электрически с помощью тонких металлических перемычек. Такой кристалл называют ЧИП (от англ. Chip- кристалл). Характеристикой сложности ИМС является уровень интеграции, оцениваемый числом транзисторов, которые могут быть реализованы в кристалле.

В зависимости от уровня интеграции ИМС делят на несколько категорий:

1. малые ИМС – до 10 элементов (МИС);
2. средние ИМС – от 10 до 100 элементов (СИС);
3. большие ИМС – от 100 до  $10^5$  элементов (БИС);
4. сверхбольшие ИМС -  $10^5$  и более элементов (СБИС).

В качестве элементов в микросхемах чаще выступают транзисторы, что в особенности касается цифровых микросхем. Современные СБИС содержат несколько десятков миллионов транзисторов, причем степень интеграции постоянно повышается. Необходимо отметить, что четкой границы между БИС и СБИС не существует, и часто их объединяют в один класс БИС/СБИС. На сегодняшний день практическое использование находят все категории ИМС.

Кроме степени интеграции ИМС могут классифицироваться в зависимости от их функционального назначения на два больших класса: цифровые и аналоговые. Цифровые ИМС оперируют с входными напряжениями, дискретно меняющими свое значение, которое соответствует либо «1», либо «0». Аналоговые ИМС используются для преобразования непрерывно изменяющихся во времени сигналов.

Цифровые ИМС в зависимости от степени интеграции могут выполнять простейшие логические преобразования (МИС), образовывать целые узлы цифровых устройств, таких как малоразрядные регистры, счетчики, дешифраторы, сумматоры и т.п. (СИС). Цифровые БИС/СБИС способны выполнять функции уже не отдельного узла, а целой системы. К ним относятся все микропроцессоры ИМС, микросхемы памяти, ИМС программируемой логики, ИМС, реализующие стратегию «Система в кристалле».

Аналоговые ИМС выполняют разнообразные функции: усиление сигналов переменного и постоянного токов, генерирование колебаний различной формы, обеспечение других ИМС стабилизированным

напряжением питания, цифроаналоговое и аналого-цифровое преобразование сигналов, фильтрацию сигналов, их модуляцию и демодуляцию и т.п.

По технологии изготовления различают **полупроводниковые и гибридные ИМС**.

**Полупроводниковая интегральная схема** – интегральная микросхема, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

Современные полупроводниковые ИМС достигают плотности упаковки более  $10^5$  эл/см<sup>3</sup>. Линейные размеры отдельных элементов и расстояния между ними могут быть уменьшены до 1 мкм.

Анализ тенденции развития микроэлектроники показал, что сложность самых больших полупроводниковых ИМС увеличивается приблизительно в два раза ежедневно.

**Гибридная интегральная микросхема** – интегральная микросхема, пассивные элементы которой выполнены посредством нанесения различных пленок на поверхности диэлектрической подложки из стекла, керамики, ситалла или сапфира, а активные элементы – бескорпусные полупроводниковые приборы.

Плотность упаковки гибридных ИМС несколько меньше – до 150 эл/см<sup>3</sup>. Гибридные ИМС перспективны для устройств с небольшим количеством элементов, в которых может быть обеспечена высокая точность параметров.

Высокая точность выполнения пленочных элементов может быть использована при изготовлении микросхем по совмещенной технологии, в которой активные и часть пассивных элементов выполняются в объеме полупроводника, а часть пассивных элементов – на его поверхности в тонкопленочном исполнении. Применение двух технологий повышает стоимость таких микросхем, но позволяет существенно повысить точность их параметров.

В последнее время нашла применение совмещенная технология, в которой в гибридных микросхемах в качестве навесных компонентов используются бескорпусные полупроводниковые интегральные микросхемы. По такой технологии выполняются ИМС до шестой степени интеграции для быстродействующих ЭВМ.

В то же время отдельные активные и пассивные элементы микросхем имеют характеристики, не уступающие навесным (обычным) диодам, транзисторам, резисторам и т.д. Однако их объединение в одной микросхеме приводит к новой качественной возможности создания предельно сложных электронных устройств. Применение ИМС существенно повышает надежность электронных устройств, так как надежность микросхем, содержащих большое количество элементов, не уступает надежности отдельных транзисторов, диодов и резисторов.

### **1.3. Система обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем**

Современные отечественные полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы обозначают кодом, состоящим из букв русского алфавита и цифр.

Первый элемент обозначения **полупроводниковых приборов** (буква или цифра) определяет исходный полупроводниковый материал: Г или 1 – германий; К или 2 – кремний; А или 3 – соединение галлия; И или 4 – соединение индия.

Второй элемент (буква) определяет подкласс прибора: Т – биполярные транзисторы; П – полевые транзисторы; Д – диоды выпрямительные; Ц – выпрямительные столбы и блоки; А – диоды сверхвысокочастотные; И – диоды туннельные; В – варикапы; С – стабилитроны; Н – тиристоры диодные; У – тиристоры триодные; Л – светоизлучающие приборы; О – оптоэлектронные пары.

Третий элемент (цифра) обозначает один из характерных признаков прибора (назначение, принцип действия и др.). Например, цифра третьего элемента маркировки транзисторов указывает на его мощностные и частотные свойства. Маломощные транзисторы (с мощностью рассеяния до 0,3 Вт) обозначены цифрами 1 (низкочастотные, до 3 МГц), 2 (среднечастотные, до 30 МГц) и 3 (высоко- и сверхвысокочастотные, свыше 30 МГц). Аналогично цифрами 4, 5, и 6 подразделены по частоте транзисторы (от 0,3 до 1,5 Вт), а цифрами 7, 8 и 9 – мощные транзисторы (свыше 1,5 Вт). При обозначении оптопар вместо цифр используют буквы: Р – резисторные оптопары; Д – диоды; У – тиристорные; Т – транзисторные.

Четвертый элемент (двухзначное или трехзначное число) обозначает порядковый номер разработки прибора в данной серии.

Пятый элемент (буква) указывает на классификацию по параметрам (коэффициент передачи тока, напряжение стабилизации и др.).

В соответствии с указанной системой маркировки обозначение ГТ308В принадлежит германиевому (Г) транзистору (Т), высокочастотному, малой мощности (3), номер разработки 08, с коэффициентом передачи тока базы 50 – 120 (В); обозначение КД202Р соответствует кремниевому (К) выпрямительному диоду (Д) средней мощности (2), номер разработки 02, с максимально доступным обратным напряжением 600 В (Р).

В обозначении **полупроводниковых фотоэлектрических приборов** первый элемент (две буквы) означает группу приборов: ФР – фоторезисторы, ФД – фотоприемники с р-п переходом без усиления (фотодиоды).

Второй элемент (буквы) означает материал, из которого изготовлен прибор: ГО – германий; ГБ – германий, легированный бором; ГЗ – германий, легированный золотом; К – кремний; КГ – кремний, легированный галлием; РГ – арсенид галлия и т.д.

Третий элемент (трехзначное число) является порядковым номером разработки прибора.

Четвертый элемент (буква) означает подгруппу полупроводниковых фотоэлектрических приборов: У – фототранзисторы униполярные; Б –

фототранзисторы биполярные; Л – фотодиоды лавинные; Т – фототиристоры и т.д.

Пример обозначения: ФДГЗ-001К – фотодиод из германия, легированного золотом, координатный, номер разработки 001.

Обозначение **интегральных микросхем** состоит из четырех элементов.

Первый элемент (цифра) обозначает группу ИМС: 1, 5, 7 – полупроводниковые; 2, 4, 6, 8 – гибридные; 3 – прочие (например, пленочные).

Второй элемент (двух- или трехзначное число) означает номер разработки.

Третий элемент (две буквы) определяет подгруппу и вид ИМС по функциональному назначению: ЛИ – логический элемент И; ТД – триггер динамический; ИР – цифровой регистр, УД-усилитель дифференциальный и т.д.

Четвертый элемент – порядковый номер ИМС в серии по функциональному признаку.

Различные буквы (например, К, КР) перед условным обозначением некоторых серий микросхем определяют характерные их особенности. Для бескорпусных микросхем перед обозначением добавляют букву Б.

В качестве примера приведем условные обозначения полупроводниковой и гибридной ИМС. Так, микросхемы К140УД14А означает: К – микросхема для электронных устройств широкого применения, 1 – полупроводниковая, 40 – порядковый номер серии (серия 140), УД – дифференциальный усилитель, 14 – порядковый номер дифференциального усилителя в серии 140, А – с коэффициентом усиления определенного значения. Шифр микросхемы 284КН1 означает: 2 – гибридная, 84 – порядковый номер серии (серия 284), КН – коммутаторы, 1 – порядковый номер коммутатора в серии 284.

## **2. ОСНОВЫ АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ**

### **2.1. Усилительные устройства**

#### **2.1.1 Классификация усилителей**

Усилителями называют устройства, осуществляющие однозначное и непрерывное преобразование электрических сигналов малой величины в сигналы значительно большие по величине. Усилители находят применение в самых различных областях науки и техники, например, при измерениях неэлектрических величин, контроле и автоматизации производственных процессов, в системах управления, в радиотехнических устройствах и т. п.

В качестве усилительного элемента в современных усилительных устройствах используются преимущественно биполярные и полевые транзисторы. Все большее применение в настоящее время находят микросхемы, содержащие как усилительные элементы, так и резисторы. Они осуществляют не только усиление, но и другие преобразования входных сигналов, например, выполняют математические преобразования сигналов (суммирование, интегрирование, логарифмирование). Это так называемые операционные усилители.

По количеству используемых усилительных элементов различают:

1. Однокаскадные усилители, имеющие один усилительный элемент;
2. Многокаскадные усилители. Как правило, схема усилителя выполняется из нескольких каскадов.

По роду усиливаемой величины усилительные каскады классифицируют на 3 типа:

1. Усилители напряжения;
2. Усилители тока;
3. Усилители мощности.

Эта классификация удобна на практике, хотя и условна, поскольку во всех трех типах усилителей имеет место усиление мощности сигнала.

Усилители мощности обычно являются оконечными каскадами, а усилители напряжения - каскадами предварительного усиления. Нагрузкой каждого каскада предварительного усиления является входное сопротивление следующего каскада, нагрузкой оконечного каскада может быть обмотка электромагнитного реле, обмотка управления электродвигателя, отклоняющая система электроннолучевой трубки, обмотка громкоговорителя и т.п.

Следует отметить, что может иметь место параллельное включение усилительных элементов в пределах одного каскада с целью увеличения мощности (например: в двухтактном усилителе мощности).

По типу элементов, объединяющих усилительные каскады друг с другом, в основном различают:

1. Резистивно-емкостные связи;
2. Трансформаторные связи.

В зависимости от диапазона частот, в котором используются усилители, их разделяют на:

1. Усилители постоянного тока (УПТ) – для усиления медленно изменяющихся сигналов;
2. Усилители низкой частоты (УНЧ) – для усиления сигналов до сотен кГц;
3. Высокочастотные усилители (УВЧ) – для усиления сигналов до сотен МГц.

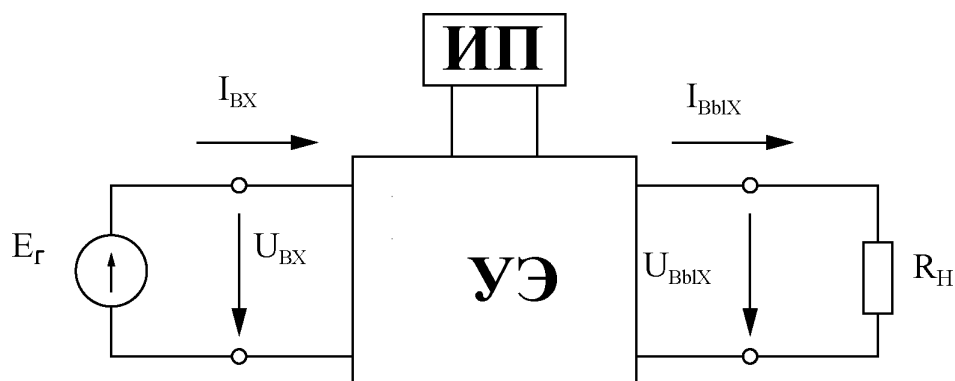


Рис. 2.1. Блок-схема усилителя.

А также различают широкополосные и избирательные усилители. Любой усилитель имеет структуру (рис. 2.1.): входную и выходную цепи, к которым подключается источник сигнала  $E_{\Gamma}$  и нагрузочное устройство  $R_H$ , источник питания – ИП и усилительный элемент – УЭ (транзистор, микросхема). Процесс усиления связан с **преобразованием** энергии источника питания в энергию выходного сигнала  $U_{\text{ВЫХ}}$  усилителя.

### 2.1.2. Параметры и характеристики усилителей

Основным параметром усилительного устройства является его коэффициент усиления.

В соответствии с разделением усилителей на усилители напряжения, тока и мощности различают:

#### 1. Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_u = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}},$$

где  $U_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение усилителя;  $U_{\text{ВХ}}$  – напряжение сигнала или входное напряжение усилителя.

#### 2. Коэффициент усиления по току:

$$K_i = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}},$$

где  $I_{\text{ВЫХ}}$  – ток в нагрузке;  $I_{\text{ВХ}}$  – ток на входе усилителя.

#### 3. Коэффициент усиления по мощности:

$$K_p = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}},$$

где  $P_{\text{ВЫХ}}$  – активная мощность, выделяемая в нагрузке,  $P_{\text{ВХ}}$  – мощность, потребляемая входной цепью усилителя.

Эти коэффициенты связывает соотношение:

$$K_u \bullet K_i = K_p.$$

**Выходной мощностью  $P_{\text{вых}}$**  усилителя или его номинальной мощностью называют полезную мощность, которая выделяется на нагрузке  $R_n$  при заданном уровне нелинейных искажений:

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}^2 / R_n,$$

где  $U_{\text{вых max}}$  - максимально допустимое действующее значение выходного напряжения.

**Коэффициент полезного действия** усилителя позволяет оценить его экономичность, он равен:

$$\eta = P_{\text{вых}} / P_{\text{потр}} \bullet 100\%,$$

где  $P_{\text{потр}}$  – мощность, потребляемая от источников питания усилителя.

**Входное сопротивление** усилителя:

$$R_{\text{вх}} = dU_{\text{вх}} / dI_{\text{вх}},$$

т.е. сопротивление со стороны входных зажимов усилителя.

Со стороны выходных зажимов усилитель можно представить источником напряжения с ЭДС  $E$ , пропорциональной  $U_{\text{вх}}$ , и **выходным сопротивлением**  $R_{\text{вых}}$ , т.е.  $R_{\text{вых}}$  – это сопротивление усилителя относительно выходных зажимов.

**Амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)** усилителя называется зависимость коэффициента усиления (его модуля) от частоты.

В реальных усилителях АЧХ имеет вид (рис. 2.2):

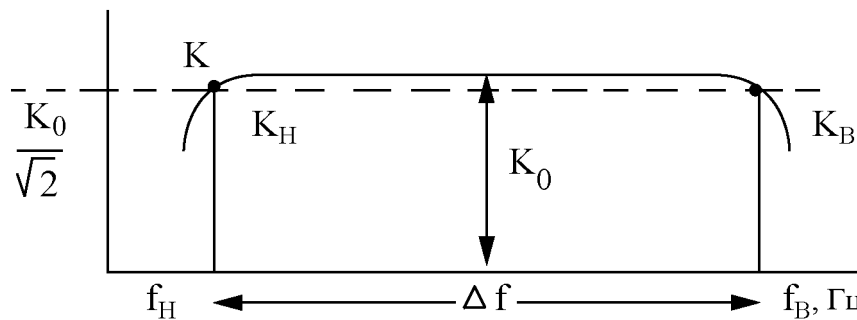


Рис. 2.2. Амплитудно-частотная характеристика усилителя



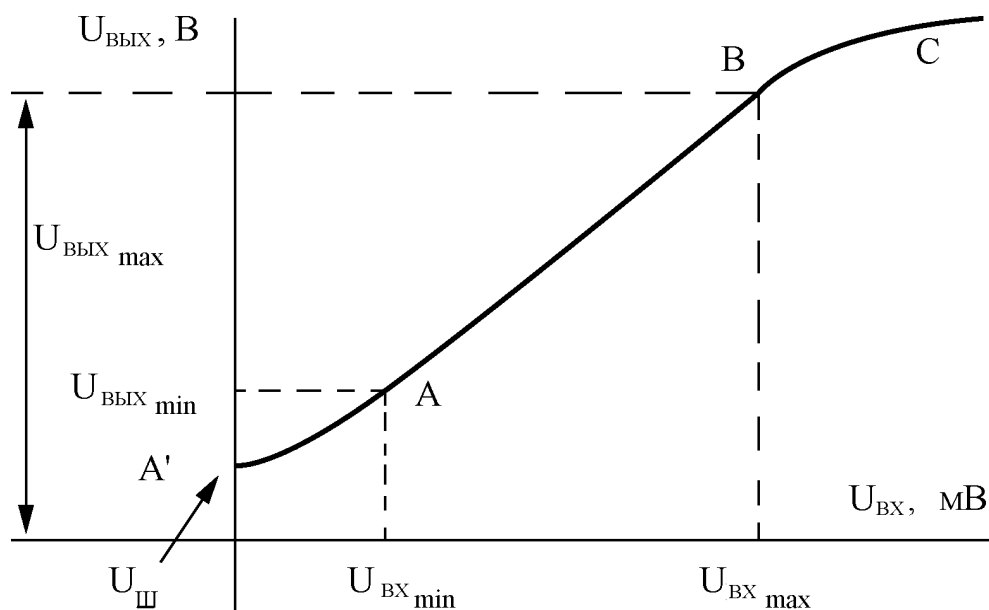


Рис. 2.3. Амплитудная характеристика усилителя

Полоса частот  $\Delta f$ , в которой  $K_u$  изменяется в допустимых пределах, ограничена высшей и низшей граничными частотами  $f_v$  и  $f_n$ , т.е.  $\Delta f = f_v - f_n$ , называется **полосой пропускания** усилителя.

Мерой частотных искажений, определяющих граничные частоты усилителя, служит **коэффициент частотных искажений  $M$** , равный отношению коэффициента усиления  $K_0$  на средних частотах к коэффициенту усиления на граничной частоте  $K_n$  или  $K_v$ , т.е.

$$M_n = K_0 / K_n \quad \text{или} \quad M_v = K_0 / K_v$$

Обычно допустимые значения коэффициентов частотных искажений не превышают величину  $\sqrt{2}$ .

У большинства усилителей полоса пропускания частот составляет  $\Delta f = (10^2 - 10^7)$  Гц поэтому они называются широкополосными.

**Амплитудной характеристикой** называют зависимость выходного напряжения усилителя  $U_{\text{ВЫХ}}$  от величины входного напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  на средних частотах.

Амплитудная характеристика усилителя (рис. 2.3) имеет несколько участков: участок  $AA'$ , обусловленный внутренними шумами усилителями и помехами; прямолинейный участок  $A-B$  – рабочий участок характеристики; и участок  $BC$ , обусловленный нелинейностью усилительных элементов при большом уровне сигнала.

Минимальный уровень выходного полезного сигнала  $U_{\text{ВЫХ min}}$  должен в 2-3 раза превышать уровень шума усилителя  $U_{\text{ш}}$ . На рабочем участке характеристики в силу его линейности коэффициент усиления  $K_0 = \text{const}$  и выходное напряжение усилителя пропорционально входному (линейный режим работы). Точка  $B$  характеристики соответствует предельно

допустимому значению выходного напряжения  $U_{BX_{max}}$ . При дальнейшем увеличении амплитуды входного напряжения появляются значительные искажения формы выходного сигнала, так называемые **нелинейные искажения** усилителя.

### 2.1.3. Принцип работы усилителя

Усилительные устройства предназначены для усиления переменных сигналов и, в частности, синусоидальных сигналов, подаваемых на вход усилителя.

Наличие одного только усилительного элемента (биполярного или полевого транзистора) без других элементов (резисторов, конденсаторов и т.д.) не может обеспечить усиление переменного сигнала. Связано это с тем обстоятельством, что усилительный элемент требует определенной полярности на всех электродах, т.е. он может преобразовывать сигналы только пульсирующие (одной полярности). Следовательно, усилительное устройство должно содержать элементы, позволяющие преобразовывать переменные сигналы на входе усилительного устройства в пульсирующие сигналы на электродах усилительного элемента. Такими элементами являются источник питания (с постоянной ЭДС  $E_K$  и резисторы  $R_K$  и  $R_B$ ), задающие определенные постоянные потенциалы на электродах усилительного элемента, т.е. **режим работы по постоянному току**, так называемую **рабочую точку на ВАХ транзистора**. Переменный электрический сигнал, подаваемый на вход, складывается с постоянной составляющей от источника питания и вызывает изменение потенциалов необходимой полярности на всех электродах усилительного элемента. В результате на выходе также будет получен усиленный переменный сигнал.

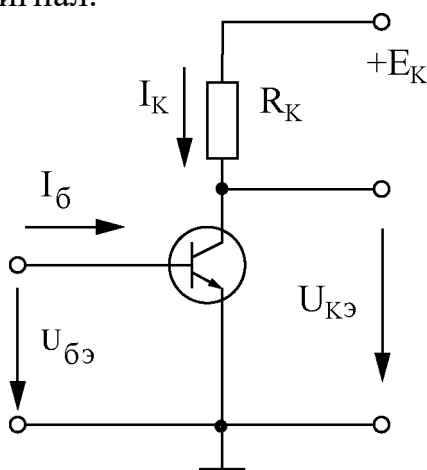


Рис. 2.4. Схема включения биполярного транзистора

Для обеспечения динамического режима работы усилительного элемента последовательно с ним в цепь постоянного источника включается нагрузочный резистор  $R_K$ . При этом в соответствии со 2-м законом Кирхгофа изменение напряжения на этом резисторе будет иметь такой же характер как

и на усилительном элементе, но только противоположной полярности. Включение источника питания  $E_K$  и нагрузочного резистора  $R_K$  к биполярному транзистору показано на рис. 2.4.

Значения постоянных напряжений  $U_{KЭ0}$  и  $U_{БЭ0}$  и тока  $I_{Б0}$  транзистора в режиме покоя определяются с помощью, приведенных на рис.2.5, статических переходных характеристик.

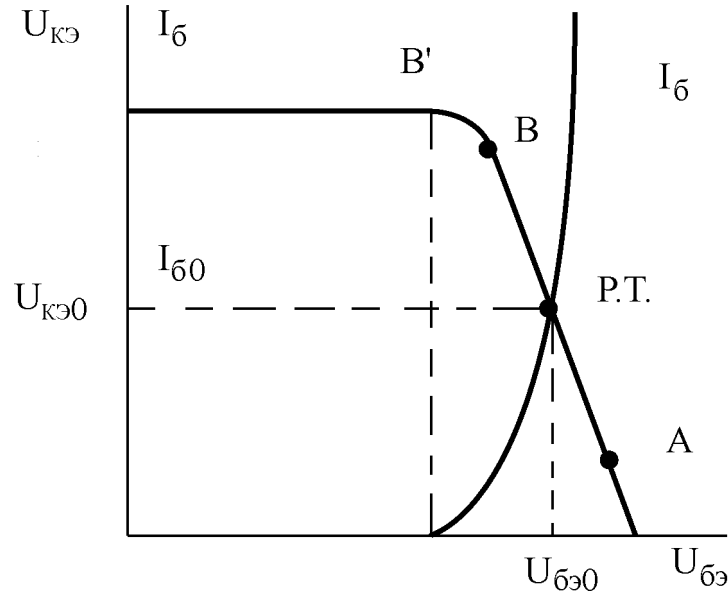


Рис. 2.5 Характеристика  $U_{KЭ} = f(U_{БЭ})$

Следует отметить, что поскольку параметры транзисторов сильно зависят от температуры, положение рабочей точки (Р.Т.) может сильно колебаться при изменениях температуры. Поэтому в реальных схемах усилителей должна быть предусмотрена температурная стабилизация положения рабочей точки.

#### 2.1.4. Усилители напряжения с общим эмиттером (Усилительный каскад с коллекторной нагрузкой)

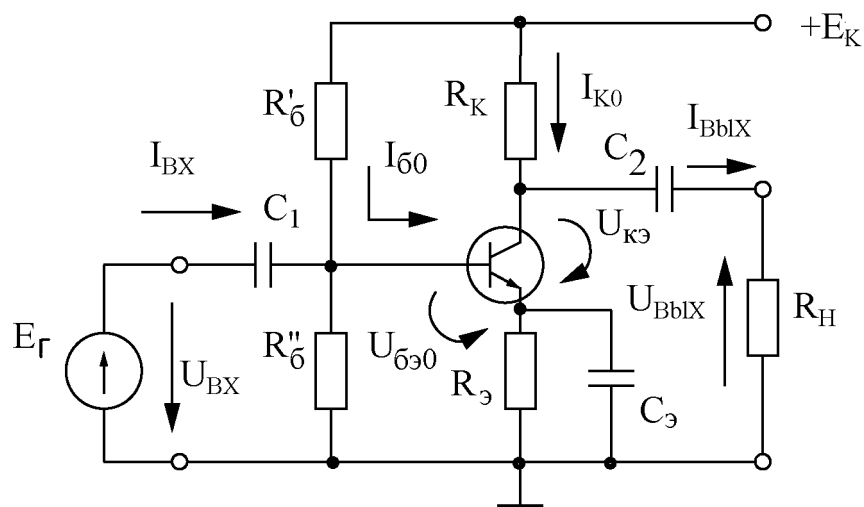


Рис.2.6. Схема усилительного каскада с коллекторной нагрузкой

Одним из наиболее распространенных усилительных каскадов на биполярных транзисторах является каскад с коллекторной нагрузкой. Транзистор в этом усилительном каскаде соединен по схеме с общим эмиттером, поэтому этот каскад часто называют усилительным каскадом с общим эмиттером (УОЭ), нагрузочный резистор  $R_K$  включен в коллекторную цепь транзистора. Полярность источника питания с ЭДС  $E_K$  по отношению к коллекторной цепи зависит от типа транзистора. На рис.2.6 полярность источника питания соответствует транзистору типа n-p-n.

Усилитель (рис.2.6) включает в себя все элементы структурной схемы (рис.2.1): основными элементами усилителя являются источник питания  $E_K$ , усилительный элемент в виде n-p-n транзистора  $T$  и коллекторное сопротивление  $R_K$ ; входную цепь с источником сигнала  $E_{\Gamma}$  и выходную – с нагрузочным устройством  $R_H$ . Резисторы  $R_6$  ( $R_6' // R_6''$ ) и  $R_K$  задают режим работы усилительного элемента  $T$  по **постоянному току**. Разделительные конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  исключают протекание постоянного тока от  $E_{\Gamma}$  и  $R_H$  к транзистору, тем самым обеспечивают независимый режим работы по постоянному току усилительного элемента и защищают транзистор от перегрузок в случаях аварийной работы  $E_{\Gamma}$  и  $R_H$ .

#### Принцип работы УОЭ (рис.2.6).

Пусть входной сигнал отсутствует  $u_{BX}=0$ . Через элементы усилителя протекает постоянный ток:  $I_{б0}$  - ток покоя базовой цепи транзистора,  $I_{к0}$  - ток покоя коллекторной цепи транзистора, вызывающий между электродами транзистора падение напряжения покоя  $U_{бэ0}$  и  $U_{кэ0}$ . Важно правильно

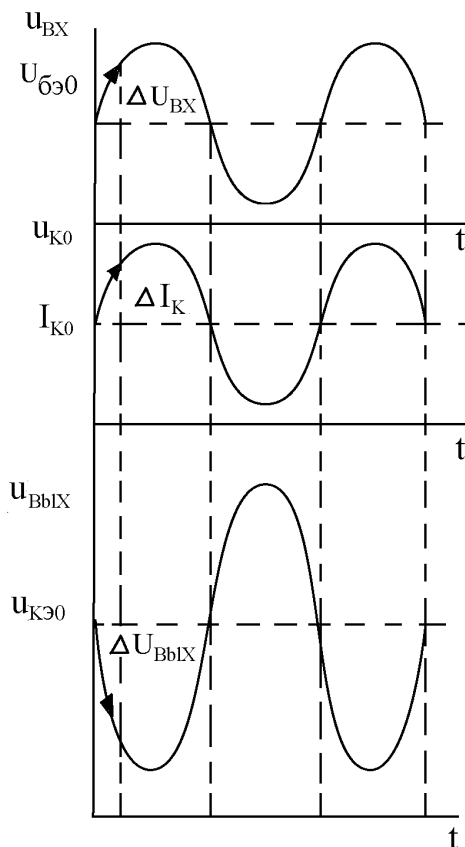


Рис.2.7. Временная диаграмма изменений токов и напряжений в усилительном каскаде

обеспечить режим работы усилителя по постоянному току, т.е. Р.Т. ( $I_{\text{б}0}$ ,  $I_{\text{к}0}$ ,  $U_{\text{кэ}0}$ ,  $U_{\text{бэ}0}$ ), так чтоб усилитель функционировал на линейном участке амплитудной характеристики. Это обеспечивается выбором  $R_{\text{к}}$  и  $R_{\text{б}}$ . На практике  $R_{\text{к}}$  выбирают равным ( $1 \div 10$ ) кОм.  $R_{\text{б}}$  согласно закона Кирхгофа можно определить  $R_{\text{б}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{бэ}0}}{I_{\text{б}0}}$ .

Номинальные значения  $I_{\text{б}0}$ ,  $I_{\text{к}0}$ ,  $U_{\text{кэ}0}$ ,  $U_{\text{бэ}0}$  выбирают по входным и выходным характеристикам транзисторов, которые приводятся в справочниках, или по переходным характеристикам (рис.2.5).

В соответствии с зависимостью  $U_{\text{кэ}}=f(U_{\text{бэ}})$  на рис.2.5 напряжение  $U_{\text{кэ}}$  начинает уменьшаться(точка В') при увеличении напряжения  $U_{\text{бэ}}$ , с того значения, когда начинает расти ток  $I_{\text{б}}$  ( $I_{\text{б}}=f(U_{\text{бэ}})$ ). Объясняется это тем, что увеличение  $I_{\text{б}}$  вызывает рост тока  $I_{\text{к}}$  через транзистор. Следовательно, увеличивается напряжение на резисторе  $R_{\text{к}}$  по закону Ома и в соответствии со 2-м законом Кирхгофа уменьшается напряжение на коллекторе транзистора  $U_{\text{кэ}}$ :

$$U_{\text{кэ}} = E_{\text{к}} - I_{\text{к}} R_{\text{к}}$$

(участок ВА характеристики рис. 2.5). Этот линейный участок является рабочим и определяет интервал колебаний переменных напряжений на входе и выходе усилителя относительно постоянных значений  $U_{\text{кэ}0}$  и  $U_{\text{бэ}0}$ . Таким образом, эти значения  $U_{\text{бэ}0}$  и  $U_{\text{кэ}0}$  лежат в середине линейного участка, они обозначены Р.Т., т.е. это рабочая точка усилителя. По статической характеристике  $I_{\text{б}}=f(U_{\text{бэ}})$  определяется ток покоя базы  $I_{\text{б}0}$ , ему соответствует ток покоя коллектора  $I_{\text{к}0}=\beta I_{\text{б}0}$ . Совокупность значений  $I_{\text{б}0}$ ,  $I_{\text{к}0}$ ,  $U_{\text{кэ}0}$ ,  $U_{\text{бэ}0}$  транзистора задаёт режим покоя. Накладывая на указанные постоянные составляющие переменные составляющие от входного сигнала в пределах участка АВ, получим колебания напряжений на электродах транзистора, соответствующие линейному режиму.

Работа усилительного каскада может быть пояснена с помощью рис.2.7. Пусть напряжение на входе усилителя **возрастает** на величину  $\Delta U_{\text{вх}}$ , это приведет к увеличению напряжения  $\Delta U_{\text{бэ}}$ , входного базового тока  $I_{\text{б}}$  и тока коллектора транзистора  $I_{\text{к}} = \beta \cdot I_{\text{б}}$ . Сопротивление коллектор-эмиттерного перехода транзистора падает и, согласно закона Ома, уменьшается напряжение  $U_{\text{кэ}}=U_{\text{вых}}$ . Сказанное можно записать с помощью условной диаграммы:  $\Delta U_{\text{вх}} \uparrow \rightarrow \Delta U_{\text{бэ}} \uparrow \rightarrow \Delta I_{\text{б}} \uparrow \rightarrow \Delta I_{\text{к}} \uparrow \rightarrow \Delta U_{\text{кэ}} \downarrow \rightarrow \Delta U_{\text{вых}} \downarrow$  (где знак  $\uparrow$  - величина возрастает,  $\downarrow$  - величина уменьшается). Если входное напряжение будет изменяться по синусоидальному закону  $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \sin \omega t$ , то выходное напряжение также имеет синусоидальную форму  $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \sin(\omega t + 180^\circ)$  (это хорошо иллюстрирует временная диаграмма работы усилителя (рис.2.7)). Следует заметить, что усилитель меняет фазу сигнала на  $180^\circ$  (см. рис. 2.7), это означает, что УОЭ является инвертирующим.

Благодаря тому, что ток коллектора во много раз превышает ток базы ( $\beta=20 \div 200$ ), а сопротивление  $R_{\text{к}}$  больше  $R_{\text{вх}}$ , выходное напряжение

усилительного каскада с коллекторной нагрузкой получается во много раз больше входного напряжения, а коэффициент усиления по напряжению УОЭ составляет  $K_u = 10 \div 100$ .

Для **температурной стабилизации** усилительного каскада, т.е. фиксации положения рабочей точки на линейном участке характеристики, в цепь эмиттера включают резистор  $R_э$ , шунтированный конденсатором  $C_э$  (рис.2.6). Повышение температуры окружающей среды приводит к увеличению токов транзистора  $I_{б0}$  и  $I_{к0}$  ( $I_{к0} \approx I_{э0}$ ) и изменению положения РТ (рис.2.5). Режим работы по постоянному току входной цепи УОЭ  $R_э'' - T - R_э$  (рис.2.6)

определяется по 2-му закону Кирхгофа  $U_{бэ0} = \frac{E_k R_э''}{R_э'' + R_э'} - R_э I_{э0}$ , поэтому

увеличение  $I_{э0}$ , согласно этому уравнению, приводит к уменьшению  $U_{бэ0}$ , т.к. первое слагаемое уравнения постоянно и не зависит от  $T$  °С. Уменьшение  $U_{бэ0}$  закрывает транзистор Т и уменьшает  $I_{б0}$  до прежней величины. Сказанное отражается с помощью условной диаграммы:

$$\Delta T^\circ C \uparrow \rightarrow I_{б0} \uparrow \rightarrow I_{к0} \approx I_{э0} \uparrow \rightarrow U_{бэ0} \downarrow \rightarrow U_{б0} \downarrow$$

Однако включение резистора  $R_э$  уменьшает  $K_u$  усилителя, т. к. часть полезного (усиливаемого сигнала)  $u_{вх}$  выделяется на нем и не усиливается транзистором (уравнение для входной цепи усилителя по переменному току запишется  $u_{бэ} = u_{вх} - R_э i_э$ ). Чтобы этого избежать резистор  $R_э$  шунтируется конденсатором  $C_э$ , емкость которого выбирается таким образом, чтобы для всех частот усиливаемого переменного сигнала его сопротивление было много меньше  $R_э$ , тогда переменная составляющая тока эмиттера проходит через конденсатор  $C_э$ , почти не вызывая падения напряжения на резисторе  $R_э$ . В результате падение напряжения на резисторе  $R_э$  от постоянной составляющей тока практически не меняется, а, следовательно, переменное напряжение на входе каскада оказывается равным переменному напряжению между базой и эмиттером  $u_{вх} \approx u_{бэ}$ , т.е. усиливаемое напряжение не меняется за счет цепочки  $R_э C_э$  (стабильно при изменении температуры).

Приведенная схема усилительного каскада хорошо стабилизирована в диапазоне температур от  $-60^\circ C$  до  $+60^\circ C$ , при этом значение сопротивления  $R_э$  выбирают наименьшим по величине (обычно  $R_э \approx (10 \div 100)$  Ом), чтобы обеспечить минимальные энергетические потери.

### Характеристики УОЭ:

Входное сопротивление  $R_{вх} = h_{11} = n \cdot 100 \text{ Ом}$  ( $n=1,2,\dots$ ); выходное сопротивление  $R_{вых} \approx R_k = n \cdot (1-10) \text{ кОм}$ ; коэффициент усиления по

$$\text{напряжению } K_u \approx \beta R_k / R_{вх} \approx 10-200; \quad C_э = \frac{10 \div 20}{2\pi f R_э}.$$

Анализ работы усилительного каскада проводится по статическим входным и выходным характеристикам транзистора **графоаналитическим методом**. Для коллекторной цепи усилительного каскада (рис.2.6) в соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать следующее уравнение электрического состояния:

На выходных статических характеристиках биполярного транзистора строится линия нагрузки, т.е. вольтамперная характеристика коллекторного резистора  $R_k$ , получаемая из предыдущего выражения (рис. 2.8а).

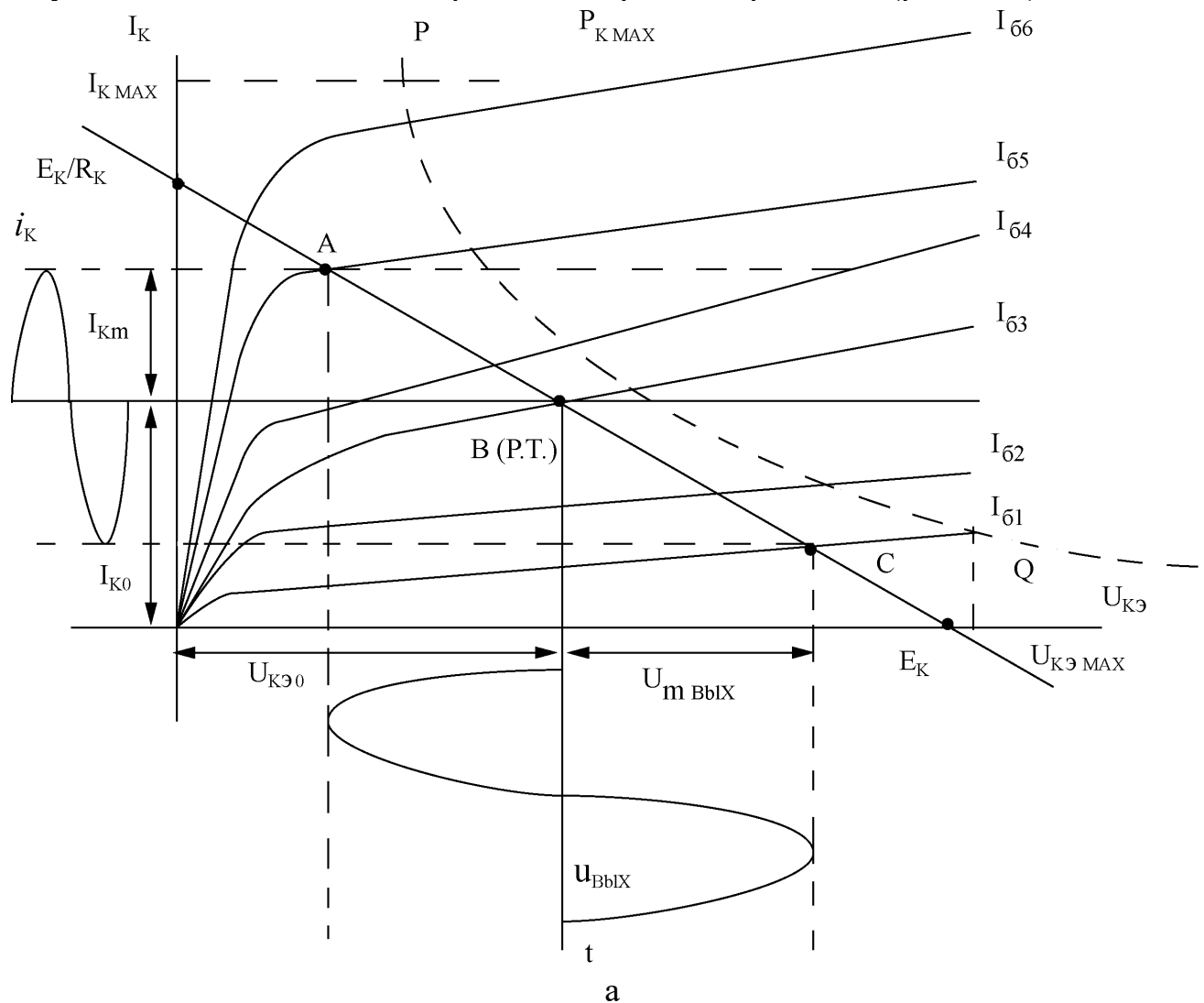
Эту прямую строят по двум точкам, в которых она пересекает оси:

ось ординат в точке  $I_K = E_K/R_K$  при  $U_K = 0$ .

$$\operatorname{tg} \alpha = m_i / R_K^* m_u,$$

где  $\alpha$  - угол наклона линии нагрузки к оси абсцисс,  $m_i$  и  $m_u$  – масштабные коэффициенты для тока и напряжения. Значения токов  $i_k$ ,  $i_b$ , напряжений на коллекторе  $u_k$  и на резисторе  $u_{Rk}$  определяются точкой пересечения линии нагрузки с соответствующей выходной характеристикой, причем эта точка при пульсациях входного напряжения перемещается вдоль линии нагрузки.

В режиме покоя ( $U_{\text{вх}} = 0$ ) положение рабочей точки выбирается в середине рабочей области характеристик, ограниченной гиперболой RQ допустимой мощности, рассеиваемой транзистором, а также максимально допустимыми током  $I_{\text{к max}}$  и напряжением транзистора  $U_{\text{кэ max}}$  (рис. 2.8а).



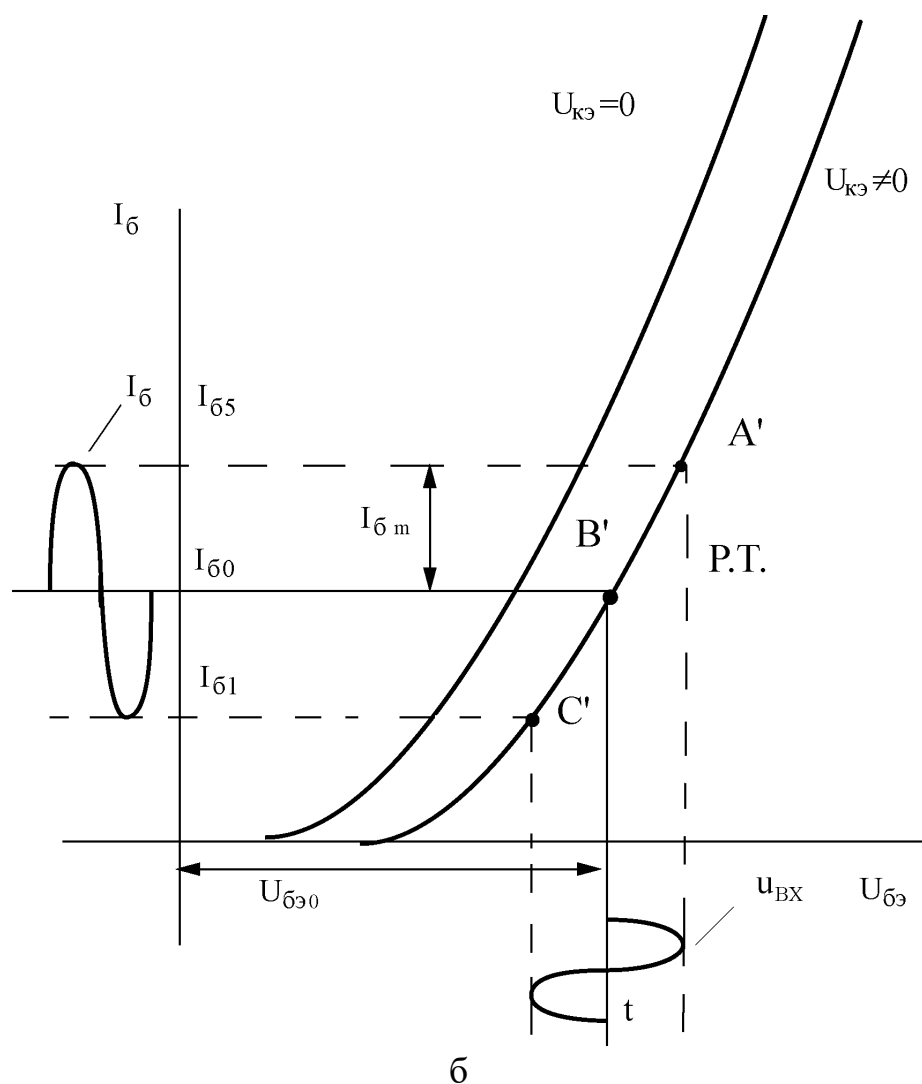


Рис. 2.8 . Определение рабочего режима усилителя с помощью входных (а) и выходных (б) статических характеристик транзистора

Такое положение рабочей точки В на линии нагрузки, когда отрезки АВ и ВС равны, обусловлено стремлением получить высокую степень линейности режима усиления при минимальном потреблении мощности каскадом в режиме покоя. Снизу участок линейного усиления на линии нагрузки ограничен минимально допустимым током коллектора (точка С), соответствующий ему минимальный ток базы (точка С' на рис. 2.8б) определяется началом линейного участка входной характеристики. Все входные характеристики транзистора располагаются достаточно близко, поэтому в качестве динамической входной характеристики используется положение средней при  $U_{\text{кэ}} \neq 0$  (например, при  $U_{\text{кэ}} = 5 \text{ В}$ ). Точка А на линии нагрузки соответствует уменьшению коэффициента передачи по току  $\beta$  транзистора при больших величинах тока  $I_{\text{к}}$  (т.е. нарушению линейности).

Точке А на выходных характеристиках соответствует точка А' на входных характеристиках транзистора, определяющая максимальный ток базы. Точка В' (рабочая точка РТ) соответствует значению тока покоя базы  $I_{\text{б}0}$ .

По положению рабочей точки определяются параметры режима покоя ( $I_{\text{б}0}$ ,  $I_{\text{к}0}$ ,  $U_{\text{кэ}0}$ ,  $U_{\text{бэ}0}$ ), а рабочий участок характеристик (АС и А'С') позволяет



определить амплитуды переменных составляющих токов базы  $i_b$ , коллектора  $i_k$ , напряжений  $u_{бэ}=u_{вх}$  и  $u_{кэ}=u_{вых}$ , и вычислить коэффициенты усиления каскада.

Описанный режим работы усилителя соответствует классу **A**. В зависимости от положения рабочей точки покоя на динамической характеристике различают режимы работы транзистора в схеме – классы **A**, **B**, **AB** и **C**.

При работе в режиме класса **A** рабочая точка покоя выбирается посередине. Этот режим обеспечивает минимальные нелинейные искажения, но к.п.д. каскада мал (не превышает 50%).

С целью повышения к.п.д. усилителя используются классы усиления **B**, **AB** и **C**, однако в этих классах велики нелинейные искажения сигнала.

В классе **B** напряжение смещения  $U_{бэ0}$  равно нулю и точка покоя располагается в нижнем конце линии нагрузки.

Класс **AB** – промежуточный между классами **A** и **B**.

В классе **C** точка покоя выбирается в области отсечки и при отсутствии входного сигнала транзистор заперт.

### 2.1.5. Эмиттерный повторитель

Малое  $R_{вх}$  и высокое  $R_{вых}$  сопротивления является недостатком УОЭ, не позволяющим к его входу подключать высокоомных источник входного сигнала и низкоомное нагрузочное устройство (например, акустический динамик, обмотку двигателя и т.д.). Этим недостаткам лишен **эмиттерный повторитель** (см. рис. 2.9). Назначение элементов  $R_б$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $E_k$  тоже, что и УОЭ.

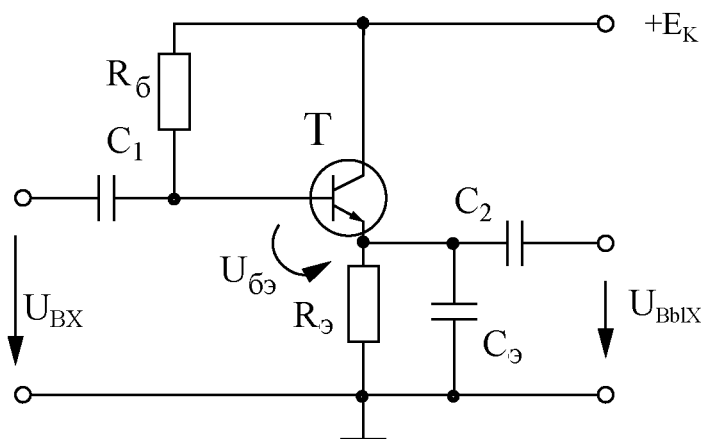


Рис. 2.9. Схема эмиттерного повторителя

Нагрузочный резистор  $R_э$  включается в цепь эмиттера биполярного транзистора, поэтому эта схема является усилителем с эмиттерной нагрузкой. Коллектор по переменной составляющей тока и напряжения соединен непосредственно с общей точкой усилителя, так как падение напряжения от переменной составляющей тока на внутреннем сопротивлении источника коллекторного напряжения  $E_k$  незначительно. Поэтому этот каскад является

усилителем с общим коллектором (ОК). Таким образом, можно считать, что входное напряжение подается между базой и коллектором через разделительный конденсатор  $C_1$ , а выходное напряжение, равное падению напряжения на резисторе  $U_{\text{вх}}$  от переменной составляющей эмиттерного тока, снимается между эмиттером и коллектором через конденсатор  $C_2$ .

В режиме покоя, т.е. при  $U_{\text{вх}}=0$  начальный ток смещения в цепи базы  $I_{\text{б0}}$  задается резистором  $R_6$ . Эту величину выбирают такой, чтобы рабочая точка усилительного каскада находилась примерно посередине линейного участка входной характеристики.

При наличии переменного напряжения на входе  $U_{\text{вх}}$  появляется переменная составляющая эмиттерного тока  $i_3$ , совпадающая по фазе со входным сигналом. На резисторе  $R_3$  выходное напряжение  $u_{\text{вых}} = R_3 i_3$  также совпадает по фазе с током  $i_3$  и следовательно, со входным сигналом (сдвиг по фазе между входным и выходным напряжением равен 0). Для входной цепи по переменному току выполняется 2-й закон Кирхгофа  $u_{\text{вх}} = u_{\text{бэ}} + u_{\text{вых}}$ . Так как  $u_{\text{бэ}} \ll u_{\text{вых}}$ , то  $u_{\text{вх}} \approx u_{\text{вых}}$ . Таким образом на вход транзистора между базой и эмиттером подаётся переменное напряжение, равное разности входного и выходного сигналов, т.е. усиливается напряжение весьма мало. Это так называемая отрицательная обратная связь по напряжению, приводящая к тому, что коэффициент усиления этого каскада по напряжению близок к единице:

$$K_u = (0,8 \div 0,95).$$

Так как выходное напряжение этого усилительного каскада мало отличается от входного по величине и фазе, этот каскад называют эмиттерным повторителем.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя составляет величину

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{h_{11}}{1 - K_u} \approx (100 \div 1000) \text{ кОм},$$

а выходное сопротивление -  $R_{\text{вых}} = \frac{h_{11}}{1 + \beta} \approx (10 \div 100) \text{ Ом}$ . Таким образом

эмиттерный повторитель обладает большим входным и малым выходным сопротивлением, следовательно, его коэффициент усиления по току может быть очень высоким, т.е. это усилитель тока ( $K_i = h_{21} = \beta$ ).

Температурная стабилизация в эмиттерном повторителе обеспечивается цепочкой  $R_3 C_3$ , схема повторителя отличается высокой температурной стабильностью, а также малыми частотными искажениями.

Эмиттерный повторитель включают между источником сигнала  $E_{\text{Г}}$  и УОЭ, УОЭ и нагрузочным устройством  $R_{\text{Н}}$  для **согласования** сопротивлений этих устройств по величине и исключения их **шунтирования** друг друга.

## 2.1.6 Усилительный каскад на полевом транзисторе

Большое распространение получили усилительные каскады на полевых транзисторах, так как они обладают значительно **большим** входным

сопротивлением по сравнению с усилительными каскадами на биполярных транзисторах. Малый входной ток, за счет высокого входного сопротивления полевого транзистора, позволяет обеспечить высокое отношение полезного сигнала к собственному шуму и конструировать высокочувствительные усилители (до  $0,01 \div 0,1 \text{ мВ}$ ) в измерительной технике. Наиболее часто используется каскад с общим истоком, схема которого приведена на рис.2.10.

Полярность источника питания определяется типом применяемого полевого транзистора. В транзисторе с n-каналом напряжение  $E_C$  положительно.

В цепь стока включен нагрузочный резистор  $R_C$ , обеспечивающий динамический режим работы усилителя. На транзисторе  $R_C$  выделяется усиленное переменное напряжение.

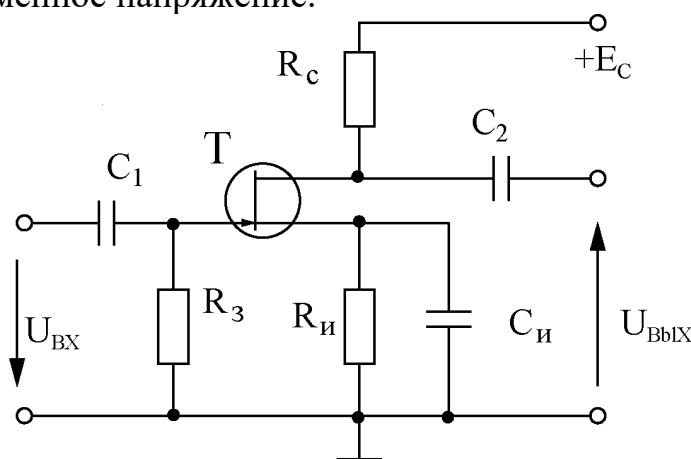


Рис. 2.10. Схема усилительного каскада с общим истоком

В цепи истока резистор  $R_И$  создает необходимое смещение между затвором и истоком. При этом потенциал затвора оказывается ниже потенциала истока на величину падения напряжения на резисторе  $R_И$  от тока покоя истока  $I_{И0}$  ток покоя в цепи затвора равен нулю.

Входное напряжение подается на резистор  $R_3$  через разделительный конденсатор  $C_1$ . При этом в канале полевого транзистора появляются переменные составляющие тока истока  $i_И$  и тока стока  $i_c$ , причем  $i_И \approx i_c$ . Для того, чтобы переменная составляющая тока истока не создавала падение напряжения на резисторе  $R_И$  и не уменьшала за счет этого величину усиливаемого сигнала между затвором и истоком по сравнению со входным напряжением, резистор  $R_И$  шунтируется конденсатором  $C_И$ . Сопротивление конденсатора на самой низкой частоте усиливаемого напряжения должно быть во много раз меньше сопротивления резистора. При этом условии падение напряжения от тока истока  $i_И$  на цепочке  $R_И C_И$ , называемой звеном автоматического смещения, имеет очень небольшую величину, так что по переменной составляющей тока исток можно считать соединенным с общей точкой усилительного каскада.

Выходное напряжение снимается через разделительный конденсатор  $C_2$  между стоком и общей точкой каскада, т.е. оно равно переменной составляющей напряжения между стоком и истоком.

Рассматриваемый усилительный каскад является усилителем напряжения. Величина коэффициента усиления каскада составляет:

$$K_u = 10 \div 100.$$

Входное сопротивление полевых транзисторов, т.е. сопротивление между затвором и истоком, имеет величину порядка  $10^7$  Ом, поэтому входное сопротивление усилителя определяется сопротивлением резистора  $R_3$ , который подключен параллельно входным зажимам полевого транзистора:

$$R_{вх} \approx R_3 = 10^5 \div 10^6 \text{ Ом.}$$

Выходное сопротивление современных полевых транзисторов (сопротивление между стоком и истоком) имеет величину порядка  $10^5$  Ом, поэтому выходное сопротивление усилительного каскада на полевом транзисторе определяется сопротивлением резистора  $R_C$ :

$$R_{вых} \approx R_C = 10^3 \div 10^4 \text{ Ом.}$$

Таким образом у этого усилителя  $R_{вых} \ll R_{вх}$ , что является важным преимуществом усилительного каскада на полевых транзисторах.

Анализ работы усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком может быть проведен графоаналитическим методом аналогично усилителю на биполярном транзисторе с общим эмиттером.

### 2.1.7. Истоковый повторитель

Усилительный каскад, аналогичный эмиттерному повторителю может быть построен на полевом транзисторе, называется каскад истоковым повторителем. Схема его приведена на рис.2.11.

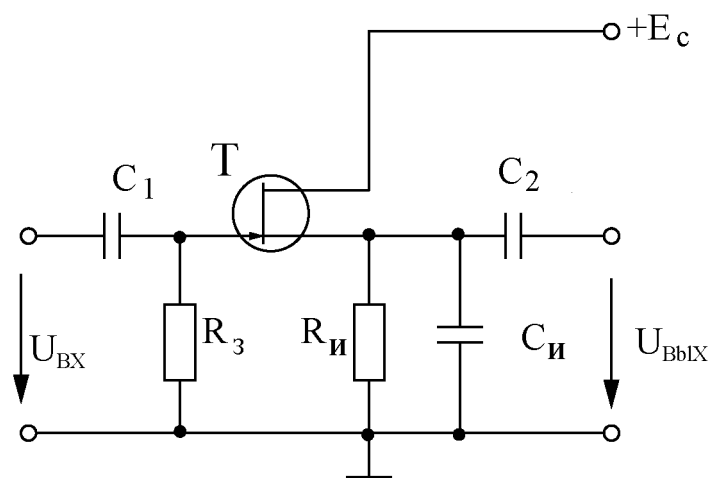


Рис.2.11. Истоковый повторитель

В этом каскаде сток по переменной составляющей соединен с общей точкой усилителя, нагрузочный резистор  $R_u$  включен в цепь истока.

Свойства этого каскада аналогичны свойствам эмиттерного повторителя: он имеет высокое входное сопротивление до 10 МОм и выше, низкое выходное сопротивление менее 1 кОм, коэффициент передачи напряжения  $K_u \approx 1$ , фаза выходного напряжения практически равна фазе входного напряжения. Коэффициент усиления по току  $K_i$  истокового повторителя значительно больше, чем у эмиттерного повторителя,  $K_i$  достигает до величины от нескольких десятков тысяч до миллиона.

Истоковые повторители, так же как и эмиттерные повторители, чаще всего применяют в качестве вспомогательных усилительных каскадов для согласования высокоомных источников усиливаемого напряжения с низкоомными нагрузочными устройствами.

### 2.1.8. Усилители мощности

Рассмотренные ранее усилительные каскады обеспечивают получение на выходе сигналов, мощность которых значительно выше мощности входных сигналов, однако, основным показателем работы этих каскадов являются коэффициент усиления по напряжению, а в эмиттерном и истоковом повторителе коэффициент усиления по току.

В том случае, когда в нагрузочном устройстве необходимо выделить максимальную мощность, используются усилители мощности. Они, как правило, являются выходными каскадами многокаскадных усилителей. Основным параметром усилителя мощности является коэффициент усиления по мощности, равный произведению коэффициентов усиления по напряжению и току:

$$K_p = K_u \cdot K_i$$

Нагрузочными устройствами усилителя мощности являются обмотки электродвигателей, реле, громкоговорителей и других элементов электрических цепей, имеющие сравнительно небольшие сопротивления (единицы и десятки Ом). При выбранном усилительном элементе усилителя и заданном источнике усиливаемого сигнала получение максимальной мощности в нагрузочном устройстве возможно лишь при условии, что сопротивление нагрузки равно выходному сопротивлению усилительного каскада, т.е. в **согласованном режиме**.

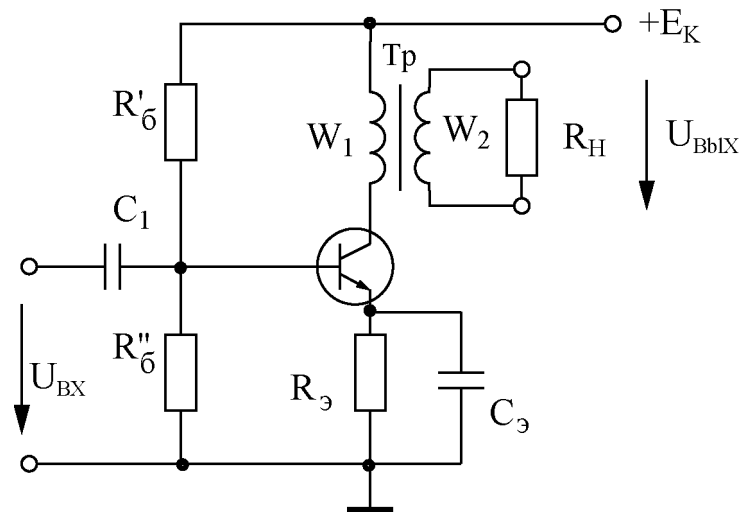


Рис.2.12. Схема однотактного усилителя мощности

Для согласования сопротивлений нагрузочного устройства с выходным сопротивлением усилителя мощности используются понижающие трансформаторы. Схема усилительного каскада с трансформатором, нагруженным на резистор  $R_H$ , показана на рис. 2.12.

Первичная обмотка трансформатора включена в цепь коллектора; сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора равно:

$$R'_H = (W_1/W_2)^2 R_H,$$

где  $W_1$  и  $W_2$  – число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Следовательно при определенном коэффициенте трансформации трансформатора  $\eta = W_1/W_2$  можно добиться равенства  $R_{\text{ВЫХ}} = R'_H$ .

Назначение остальных элементов схемы аналогично усилителю напряжения.

Для усилителей мощности важное значение имеет коэффициент полезного действия (к.п.д.), который зависит от режима работы усилительного элемента. В приведенной схеме, называемой однотактным усилителем мощности, используется режим усиления класса А. При этом нелинейные искажения минимальны, однако к.п.д. низок (не более 50%).

С целью повышения к.п.д. усилительного каскада используется двухтактные усилители мощности, состоящие из двух симметричных плеч (рис. 2.13). Эти усилители работают чаще всего в режиме класса В, что значительно повышает к.п.д. (до 80 %).

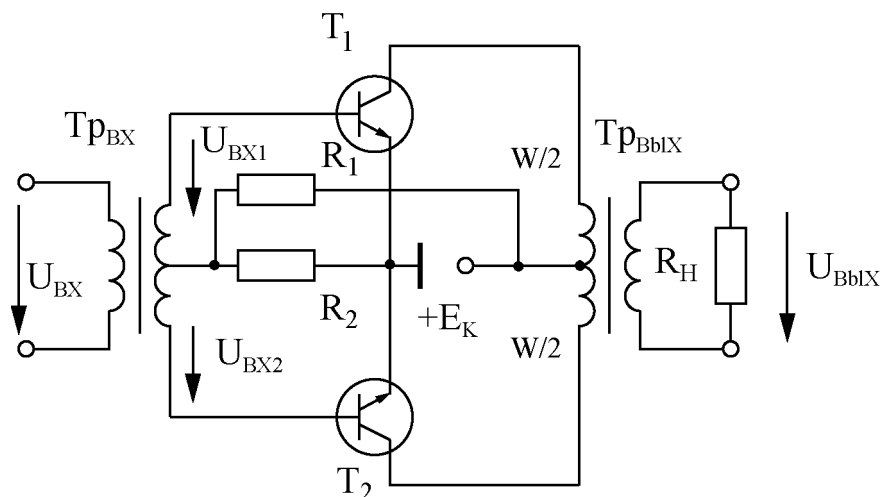


Рис. 2.13. Схема двухтактного усилителя мощности

Транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ , которые подбирают с максимально близкими характеристиками, работают в одинаковом режиме. Единственным отличием в работе плеч усилителя является противофазность токов и напряжений в цепях баз транзисторов и обусловленная этим противофазность переменных токов и напряжений в коллекторных цепях.

Назначение элементов двухтактного усилителя аналогично назначению соответствующих элементов однотактного усилителя с учетом того, что они обслуживают два транзистора. Входной трансформатор  $Tr_{BX}$  обеспечивает получение двух одинаковых по модулю но противофазных напряжений  $U_{BX1}$  и  $U_{BX2}$ . Выходной трансформатор  $Tr_{Вых}$  с первичной обмоткой с числом витков  $W$  суммирует переменные выходные токи и напряжения транзисторов. Ко вторичной обмотке трансформатора  $Tr_{Вых}$  подключен нагрузочный резистор  $R_H$ . При этом ток нагрузки состоит из двух полувольт, каждая из которых формируется поочередно одним из плеч двухтактного усилителя, в то время как вторая полуволна отсекается в режиме класса **В**.

Для простоты предложим, что на вход подано гармоническое напряжение. Тогда на базы транзисторов будут воздействовать напряжения (рис.2.13).

$$u_{б1} = U_{б10} + U_{BX1m} \sin \omega t,$$

$$u_{б2} = U_{б20} - U_{BX2m} \sin \omega t,$$

причем  $U_{BX1m} = U_{BX2m}$ .

В результате воздействия входных напряжений изменяются базовые и соответственно коллекторные токи транзисторов (рис.2.13)

$$i_{к1} = I_{к10} + I_{к1m} \sin \omega t,$$

$$i_{к2} = I_{к20} - I_{к2m} \sin \omega t,$$

причем  $I_{к1m} = I_{к2m}$ .

Коллекторные токи будут создавать суммарный магнитный поток  $Tr_{Вых}$ , Определяемый магнитодвижущей силой

$$F = 0,5 W i_{к1} - 0,5 W i_{к2}.$$

Подставив значения токов и учитывая, что их постоянные и переменные составляющие одинаковы, окончательно получим

$$F = w I_{klm} \sin \omega t.$$

Таким образом, как следует из последнего выражения, постоянное подмагничивание трансформатора отсутствует, а транзисторы работают как бы поочередно, образуя гармоническое выходное напряжение из двух полусинусоид.

Напряжение на нагрузочном резисторе  $R_H$  пропорционально магнитному потоку, определяемому магнитодвижущей силой  $F$ , поэтому напряжение на выходе усилителя также будет гармоническим.

Преимущества двухтактных усилителей мощности: меньшие нелинейные искажения, поскольку высшие гармонические составляющие компенсируются; возможность получения высокого к.п.д. при использовании режима В; меньшая чувствительность к пульсациям напряжения питания.

### 2.1.9. Многокаскадные усилители

Рассмотренные выше однокаскадные усилители имеют, как правило, коэффициент усиления порядка нескольких десятков или сотен единиц. Однако, в реальных устройствах промышленной электроники требуются гораздо большее усиление входного сигнала. В этих случаях используются **многокаскадные** усилители.

Блок-схема усилительного устройства приведена на рис. 2.14

Усилитель напряжения может состоять из нескольких каскадов, обеспечивающих необходимый коэффициент усиления устройства.

Результирующий коэффициент усиления усилителя равен произведению коэффициента усиления всех каскадов:

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \dots K_{un}$$

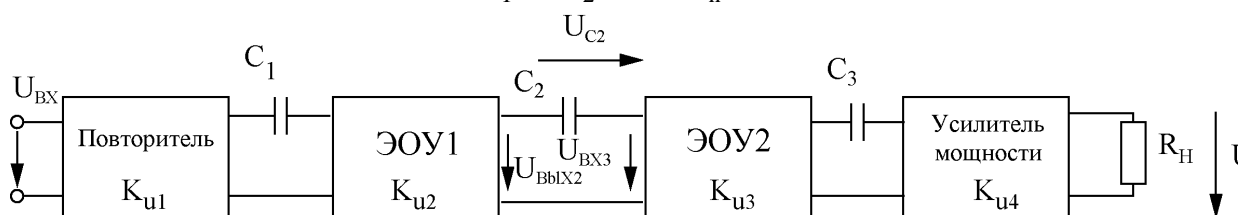


Рис. 2.14. Блок-схема многокаскадного усилительного устройства.

Соединение каскадов осуществляется с помощью резисторов, конденсаторов и трансформаторов. В зависимости от способа связи различают:

1. Усилители с **резистивно-емкостной** (RC связью, цепь связи которых состоит из резисторов и конденсаторов;
2. Если связь осуществляется только с помощью резисторов (гальваническая связь), усилители называются УПТ — усилителями постоянного тока;
3. Усилители с **трансформаторной** связью. Применяются сравнительно редко. (см. например, усилители мощности рис.2.12 и 2.13);



4. Если в устройстве связи используется LC – контур, имеем **избирательный** усилитель.

Для примера на рис.2.14 представлена RC связь между усилителями, например, УОЭ1 и УОЭ2 (где  $C_2$  – емкость связи, в качестве сопротивления связи  $R$  выступает входное сопротивление УОЭ2). Величина емкости связи  $C_2$  существенно влияет на АЧХ всего усилителя (рис.2.15).

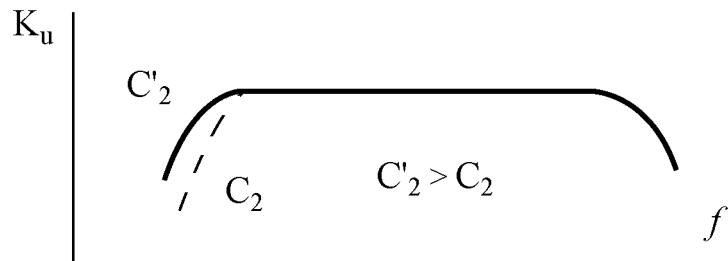


Рис. 2.15. АЧХ многокаскадного усилителя

Рассмотрим влияние емкости  $C_2$  на амплитудно-частотную характеристику усилителя. Для электрической цепи межкаскадной связи можно записать уравнение  $U_{\text{ВЫХ}2} = U_{\text{ВХ}3} + U_{C2}$ , представляющее собой 2-ой закон Кирхгофа. Так как выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}2}$  второго каскада определяется характеристиками этого УОЭ1 и не зависит от  $C_2$ , то для цепи межкаскадной RC-связи оно постоянно  $U_{\text{ВЫХ}2} = \text{const}$ . Пусть величина емкости  $C_2$  возрастает, сопротивление  $X_C = 1/\omega C_2$ , падает по закону Ома  $U_{C2}$  также уменьшается, последнее приводит к увеличению  $U_{\text{ВХ}3}$  и общего коэффициента усиления  $K_u$ . Это отражается условной диаграммой:

$$C_2 \uparrow \rightarrow X_C \downarrow \rightarrow U_{C2} \downarrow \rightarrow U_{\text{ВХ}3} \uparrow \rightarrow K_u \uparrow.$$

Так как увеличение  $C_2$  существенно влияет на изменение  $X_C$  на низких частотах, то увеличение коэффициента усиления будут наблюдаться в низкочастотной области амплитудно-частотной характеристики усилителя (см. рис 2.15). При уменьшении  $C_2$  коэффициент усиления  $K_u$  на низких частотах падает.

На нулевой частоте  $X_{Cp} \rightarrow \infty$  и связь между каскадами отсутствует.

На средних частотах сопротивление емкости  $X_C$  мало и практически не влияет на  $U_{\text{ВХ}3}$  УОЭ2, а коэффициент усиление всего усилителя, не зависит от частоты.

На высоких частотах усилительные свойства каскадов ухудшаются и величина  $K_u$  падает.

### 2.1.10. Усилитель постоянного тока

Для многих практических задач необходимо усиливать медленно изменяющиеся во времени электрические сигналы, являющиеся сигналами низкой частоты (в автоматике, системах управления и слежения за целью, контрольно-измерительной технике).

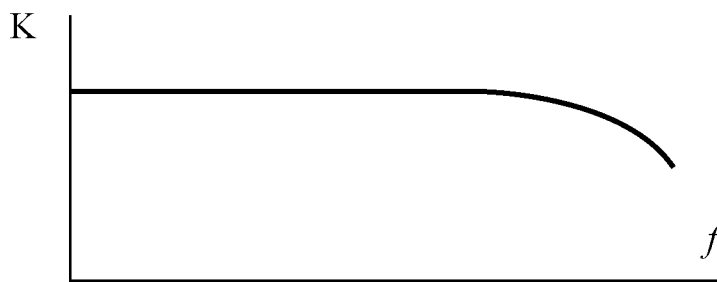


Рис. 2.16. АЧХ усилителя постоянного тока

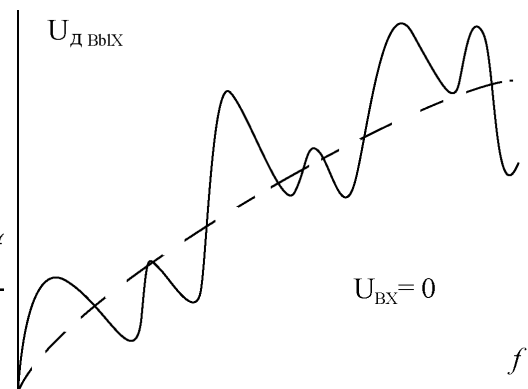


Рис. 2.17. Дрейф нуля УПТ

В этом случае усилитель, получивший название **усилитель постоянного тока (УПТ)**, должен обладать АЧХ, неимеющей спада коэффициента усиления на низких частотах (см. рис 2.16). Такой усилитель не должен содержать в конструкции емкостей, которые представляют большие сопротивления для низкочастотного сигнала ( $X_c = \frac{1}{\omega \cdot C}$ ).

Как и в усилителях с резистивно-емкостной связью между каскадами, характеристики усилителей постоянного тока должны отвечать ряду требований:

1. в отсутствие входного сигнала должен отсутствовать выходной сигнал;
2. при изменении знака входного сигнала должен изменять знак и выходной сигнал;
3. напряжение на нагрузочном устройстве должно быть пропорционально входному напряжению.

Второе и третье требования в УПТ, так же как и в других усилителях, выполняются при работе усилителя в линейном режиме А. Для выполнения первого условия необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих тока и напряжения транзистора.

Первое условие выполнить сложнее, т. к. отсутствие емкостей приводит к возникновению проблемы **дрейфа нуля УПТ** рис. 2.17 (изменение выходного напряжения усилителя  $U_{д.вых}$  при отсутствии изменения полезного входного напряжения), вызванного воздействием на УПТ дестабилизирующих факторов, таких как изменение температуры, старение элементов, нестабильность источника питания, электромагнитные помехи и т. д. УПТ может усиливать входные сигналы  $U_{вх}$ , превышающие напряжение дрейфа усилителя, приведенного ко входу  $U_{д.вых} = \frac{U_{д.вых}}{K}$ , где  $K$  – коэффициент усиления усилителя.

Наиболее часто используется **дифференциальная балансная схема УПТ** (рис.2.18а). Она представляет собой два параллельно соединенных УОЭ с общим сопротивлением  $R_3$  в эмиттерной цепи транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Назначение всех элементов то же, что и в УОЭ.

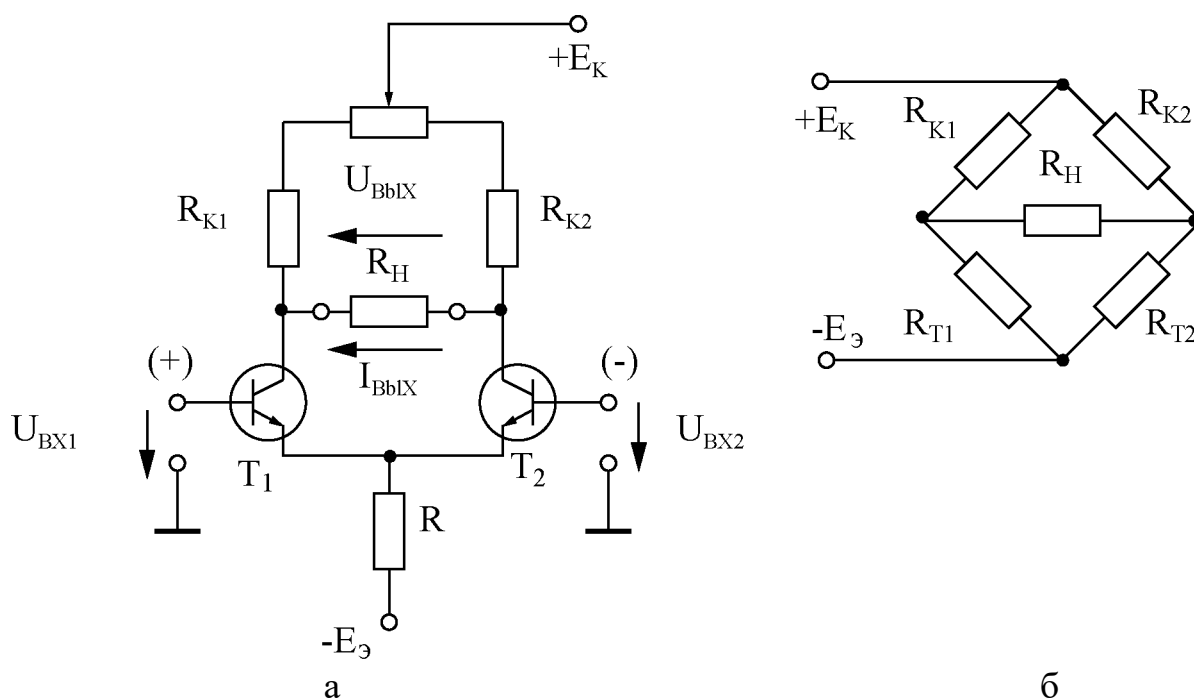


Рис. 2.18. Дифференциальная схема УПТ (а) и мост сопротивлений (б)

Принцип работы дифференциального УПТ основан на использовании свойств четырехплечного моста сопротивлений (рис.2.18б). Мост будет сбалансирован, т. е. ток и напряжение нагрузочного устройства  $R_H$  будут равны нулю  $I_H = I_{BXX} = 0$ ,  $U_H = U_{BXX} = 0$ , когда выполняется условие  $R_{K1}R_{T2} = R_{K2}R_{T1}$ , где  $R_{T1}$  и  $R_{T2}$  эквивалентные сопротивления транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Резисторы  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$  выбирают равными, а транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  – идентичными. Следовательно, при  $U_{BX1} = U_{BX2} = 0$  УПТ будет сбалансирован и  $U_{BXX} = 0$ . При изменении **дестабилизирующего фактора**, например, температуры окружающей среды, транзисторы одинаково изменяют свои характеристики  $\Delta R_{T1} = \Delta R_{T2}$  и баланс моста УПТ **не нарушается**, т.к.  $R_{K1}(R_{T2} + \Delta R_{T2}) = R_{K2}(R_{T1} + \Delta R_{T1})$ . На практике уменьшение дрейфа нуля дифференциального УПТ удастся достичь на 2-3 порядка, по сравнению с другими схемами УПТ, и составляет  $U_{д.вх} = (1 - 20) \frac{\text{мкВ}}{^\circ\text{C}}$ .

Использование в схемах дифференциальных УПТ двух источников питания  $-E_K$  и  $E_3$  позволяет в режиме покоя настроить транзисторы так, что  $U_{бэ0T1} = U_{бэ0T2} = 0$  без дополнительных резисторов (отсутствуют  $R_6$  см. УОЭ), и обеспечивает возможность подключения источников входного сигнала в режиме покоя без изменения режима работы УПТ.

В **динамическом режиме** входные сигналы УПТ подаются на базы транзисторов (см.рис.2.18а). Выходной сигнал снимается с  $R_H$  и равен

$U_{BXX} = K(U_{BX1} - U_{BX2})$ , где  $K$  – коэффициент усиления одного УОЭ, входящего в состав УПТ. Пусть на входе  $T_1$  увеличилось напряжение  $\Delta U_{BX1}$ , а  $U_{BX2} = 0$ . Изменение электрических характеристик в схеме отражается диаграммой  $\Delta U_{BX1} \uparrow \rightarrow U_{бэT1} \uparrow \rightarrow I_{KT1} \uparrow \rightarrow U_{кэT1} \downarrow \rightarrow U_{R3} \uparrow \rightarrow R_{KT2} \uparrow \rightarrow U_{кэT2} \uparrow \rightarrow U_{BXX} \uparrow$ , из которой следует, что увеличение входного сигнала приводит к увеличению выходного. Поэтому вход транзистора  $T_1$  называется **неинвертирующий** (не

меняет фазу сигнала) и обозначается на схеме рис.2.18а знаком «+». Аналогично можно показать, что увеличение  $\Delta U_{\text{вх}2}$  приводит к уменьшению  $U_{\text{вых}}$ , поэтому вход  $T_2$  называется **инвертирующий** (меняет на  $180^\circ$  фазу входного сигнала) и обозначается на схеме рис.2.18а знаком «-».

Многие усилители такого типа выполнены в виде микросхем, поскольку схемы содержат несколько усилительных элементов и резисторы, что сравнительно легко реализуется в технологическом цикле изготовления микросхем.

Изображаются микросхемы следующим образом:

На рисунке 19 номера выводов соответствуют: 7 и 1 – питание (их часто не показывают на схемах), 4 – земля, 5 – выход, 9 – инвертируемый вход (-), 10 – не инвертирующий вход(+). Остальные выводы служат для контроля характеристик микросхем в процессе их изготовления и при работе обычно не используются.

Основные параметры микросхемы, например, типа К140УД2:

•  $R_{\text{вх}} = 1 \text{ МОм}$ ; •  $R_{\text{вых}} = 300 \text{ Ом}$ ; •  $K_{u \text{ хх}} = 35000-70000$  полоса пропускания АЧХ до  $10^7$  Гц.

Имеются также другие электрические характеристики, а также предельные эксплуатационные параметры схемы, приводимые в справочниках по аналоговым микросхемам.

Этот усилитель характеризуется большим значением коэффициента усиления, однако нестабилен в работе.

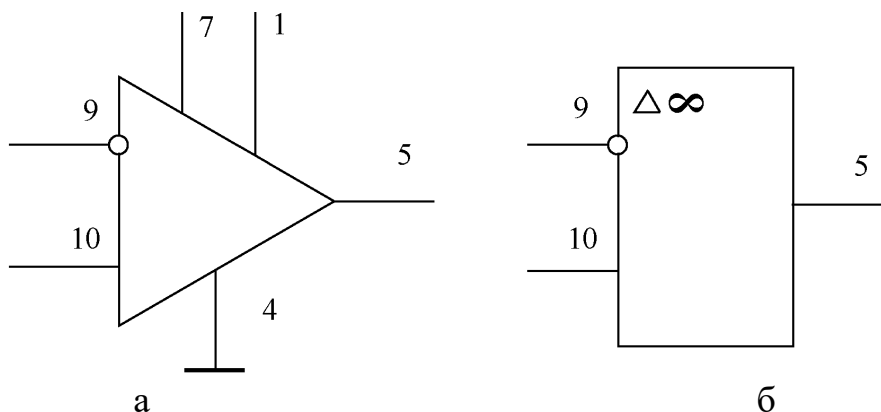


Рис. 2.19. Условное обозначение микросхемы: а или б

Такие микросхемы с двумя входами и одним выходом и большим коэффициентом усиления на основе усилителей постоянного тока называются **операционными усилителями**.

Они являются основой целого ряда различных устройств, на их основе можно построить: масштабный усилитель, интегрирующий усилитель, дифференцирующий усилитель, различные типы фильтров и т.д.

### 2.1.11 Обратные связи в усилителях

Конструирование различных электронных устройств на основе ОУ производится с использованием обратных связей. **Обратной связью (ОС)** называется передача части энергии выходного сигнала усилителя на его вход (см. рис. 2.20).

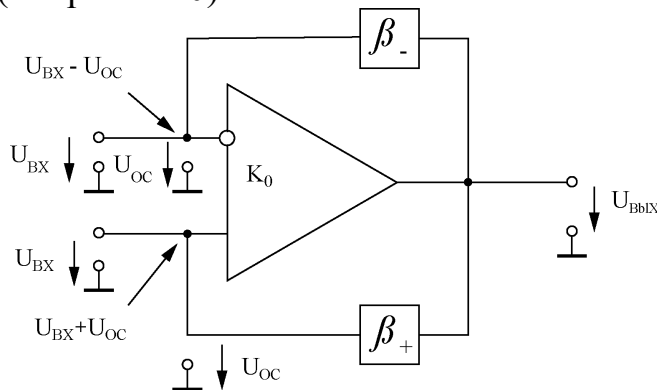


Рис.2.20. Усилитель с обратными связями

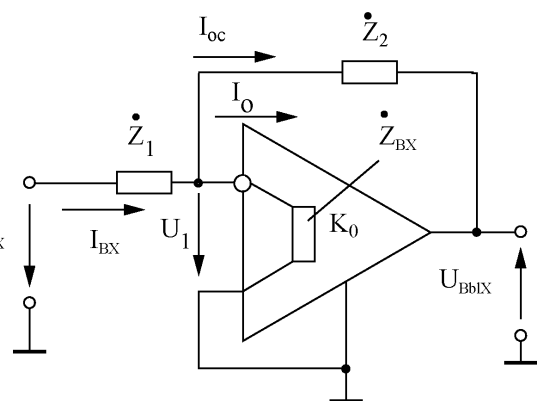


Рис. 2.21. Операционный усилитель отрицательной ОС

Из выходной цепи во входную блок-схемы рис.2.20 энергия передается через электрическую цепь обратной связи с коэффициентом передачи  $\beta = \frac{U_{oc}}{U_{вых}}$ , где  $K_0$  – коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

Обратная связь называется **положительной**, если передаваемый ею с выхода на вход сигнал  $U_{oc}$  совпадает по фазе и складывается с входным сигналом  $U_{вх}$  (на рис.2.20 положительная обратная связь обозначена  $\beta_+$ ). Обратная связь называется **отрицательной**, если сигнал обратной связи  $U_{oc}$  находится в противофазе и вычитается с входным сигналом  $U_{вх}$  (на рис.2.20 отрицательная обратная связь обозначена  $\beta_-$ ). Коэффициент усиления усилителя  $K_{\beta+}$  с положительной ОС определяется выражением  $K_{\beta+} = \frac{K_0}{1 - K_0\beta_+}$ , при

отрицательной ОС -  $K_{\beta-} = \frac{K_0}{1 + K_0\beta_-}$ . Применение отрицательной ОС в

усилителях существенно улучшает их параметры: повышает стабильность коэффициента усиления, увеличивает входное и уменьшает выходное сопротивление, расширяется полоса пропускания. Поэтому отрицательная ОС широко применяется для конструирования новых усилительных устройств. Положительная ОС воздействует на параметры усилителей противоположным образом, т. е. увеличивает нестабильность коэффициента усиления и может привести к самовозбуждению усилителя, т. е. переходу его в режим генератора электрических сигналов. Поэтому положительная ОС в усилительных устройствах практически не используется, а используется в генераторах.

### 2.1.12. Операционный усилитель

Операционный усилитель с отрицательной обратной связью наиболее часто применяется на практике (см. рис.2.21). Отрицательный характер ОС обусловлен подачей  $U_1$  на инвертирующий вход ОУ, так что  $U_{\text{ВЫХ}} = -K_0 U_1$ . Отрицательная обратная связь осуществляется через сопротивления  $\dot{Z}_1$  и  $\dot{Z}_2$ .

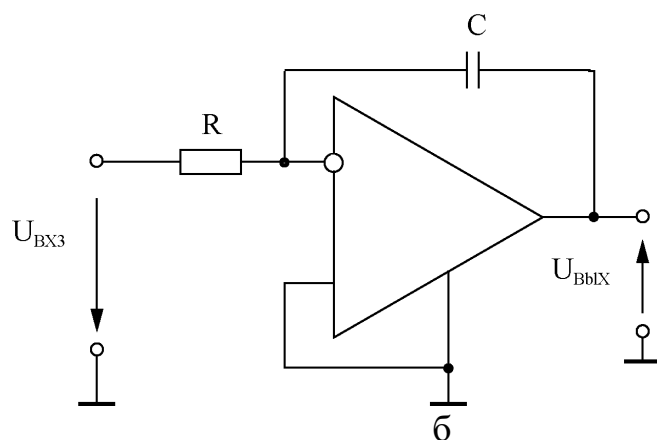
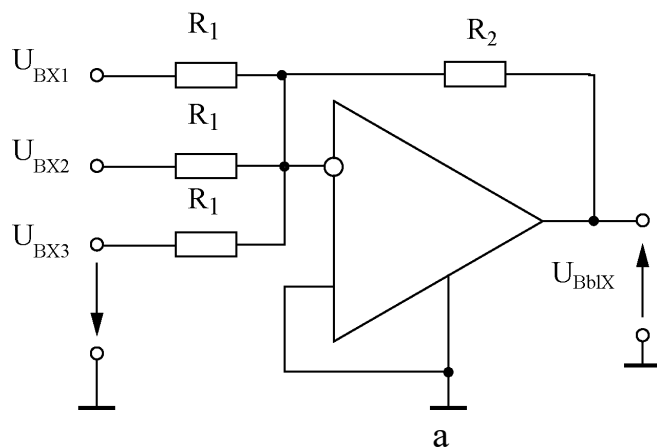
Т. к. входное сопротивление ОУ больше (принимает  $\dot{Z}_{\text{вх}} = \infty$ ), то входной ток ОУ  $I_0 = 0$  и выполняется  $I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ОС}}$ , откуда: 
$$\frac{U_{\text{вх}} - U_1}{\dot{Z}_1} = -\frac{U_{\text{вЫХ}} - U_1}{\dot{Z}_2}.$$

При большом коэффициенте усиления ОУ ( $K_0 \rightarrow \infty$ ) напряжение на входе ОУ

$$U_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0} \rightarrow 0 \text{ и поэтому } \frac{U_{\text{вх}}}{\dot{Z}_1} = -\frac{U_{\text{вЫХ}}}{\dot{Z}_2} \text{ откуда } K_{\beta-} = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \quad (1)$$

**Инвертирующий усилитель (инвертатор).** При  $\dot{Z}_1 = R_1$  и  $\dot{Z}_2 = R_2$  выражение (1) примет вид  $K_{\beta-} = -\frac{R_2}{R_1} = -1$  ( $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}}$ ), схема принимает вид инвертирующего повторителя напряжения.

**Масштабный усилитель.** При  $\dot{Z}_1 = R_1$  и  $\dot{Z}_2 = R_2$  выражение (1) примет вид  $K_{\beta-} = -\frac{R_2}{R_1}$ , а усилитель выполняет роль масштабного инвертирующего усилителя:  $U_{\text{ВЫХ}} = K_{\beta-} U_{\text{ВХ}}$ .



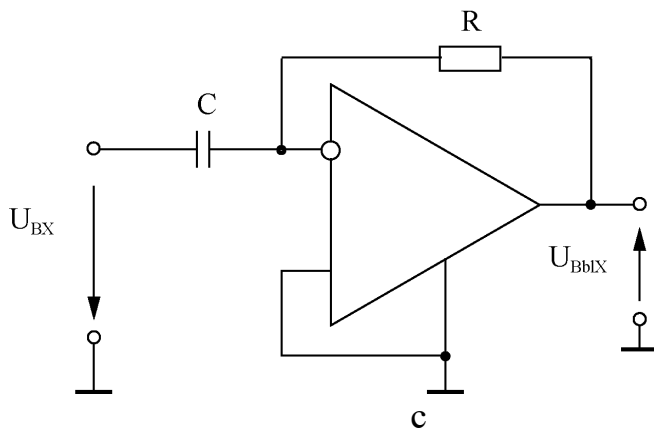


Рис. 2.22. Усилители:

а – суммирующий,

б – интегрирующий ,

в - дифференцирующий

получается интегрирующий усилитель (рис.2.20б), у которого коэффициент усиления  $\dot{K}_{\beta-} = -\frac{1}{j\omega CR_1} = -\frac{1}{j\omega\tau}$ , что

соответствует операции интегрирования  $U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{\tau} \frac{1}{j\omega} U_{\text{ВХ}}$  в комплексной форме

записи, где

$\tau = CR_1$  – постоянная

интегрирования, задающая

масштаб интегрирования по

времени. Соответственно

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{\tau} \int U_{\text{ВХ}} dt .$$

**Дифференцирующий усилитель.** При  $\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C}$  и  $\dot{Z}_2 = R_2$  получается

дифференцирующий усилитель (см. рис.2.22в), у которого коэффициент

$$\text{усиления: } \dot{K}_{\beta-} = -\frac{R_2}{\frac{1}{j\omega C}} = -j\omega CR_2 = -j\omega\tau ,$$

что соответствует операции дифференцирования входного сигнала

$U_{\text{ВЫХ}} = -j\omega\tau U_{\text{ВХ}}$  в комплексной форме записи, где  $\tau = CR_2$  постоянная времени

дифференцирования Соответственно во временной форме записи имеем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\tau \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$$

### 2.1.13. Избирательный усилитель

Рассмотренные выше схемы усилителей предназначены для усиления входных сигналов в широкой полосе частот.

### Суммирующий

усилитель (сумматор). Если на

вход ОУ подается несколько

входных напряжений  $U_{\text{ВХ1}}, U_{\text{ВХ2}},$

$U_{\text{ВХ3}},$  а  $R_1 = R_2$

(рис.2.22а), то выражение (1)

примет вид  $K_{\beta-} = -\frac{R_2}{R_1} = -1.$

Усилитель выполняет роль

сумматора, т. к.

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ3}}).$$

**Интегрирующий усилитель.**

При  $\dot{Z}_1 = R_1$  и  $\dot{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C}$

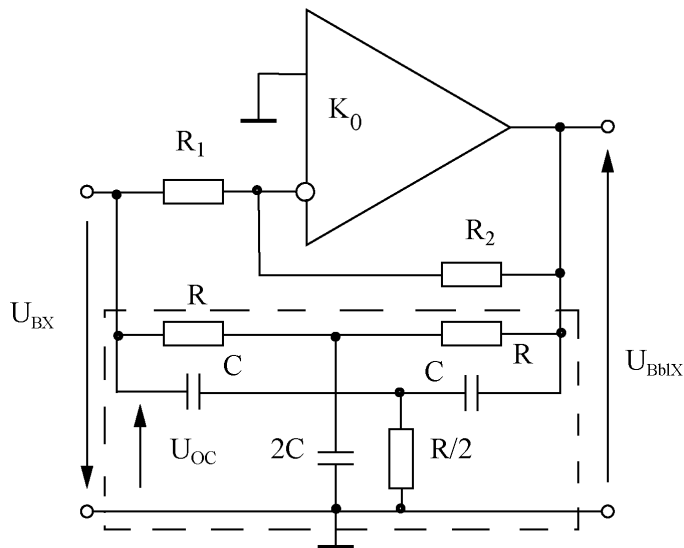


Рис.2.23. Схема избирательного усилителя с Т-мостом

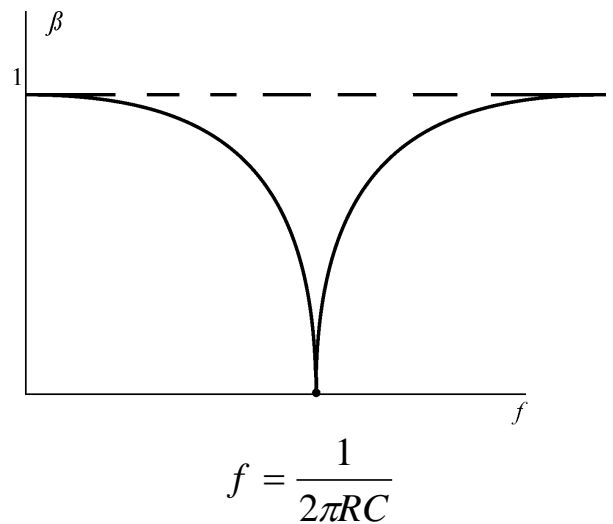


Рис.2.24. АЧХ Т-моста

На практике в системах связи и радиопередачи, во многих системах автоматического контроля и управления необходимо усиливать полезный сигнал частоты  $f_0$ , так чтобы сигналы других частот не усиливались. Такую задачу решает **избирательный** усилитель, представляющий собой, например, ОУ, охваченный частотно-зависимой отрицательной обратной связью в виде двойного Т-образного моста (рис.2.23). Амплитудно-частотная характеристика Т-образного моста  $\beta_- = F(f)$  приведена на рис.2.24. На низких частотах  $f \rightarrow 0$  коэффициент передачи моста  $\beta \rightarrow 1$ , т. к. сопротивление  $X_C$  конденсаторов становится большим и все напряжение  $U_{\text{вх}}$  через «верхний» одинарный мост  $R, 2C, R$  передается на вход ОУ в виде напряжения обратной связи  $U_{\text{ос}}$ . На высоких частотах  $f \rightarrow \infty, \beta \rightarrow 1$  вследствие того, что сопротивления конденсаторов  $X_C = 1/2\pi fC$  становятся небольшими, и все выходное напряжение через «нижний» одинарный Т-мост  $C, R/2, C$  передается на вход ОУ. На резонансной частоте  $f_0 = 1/2\pi RC$  коэффициент передачи моста  $\beta \rightarrow 0$ .

Коэффициент усиления  $K_{\beta_-}$  с двойным Т-мостом в цепи отрицательной обратной связи известен  $K_{\beta_-} = \frac{K_0}{1 + \beta_- K_0}$

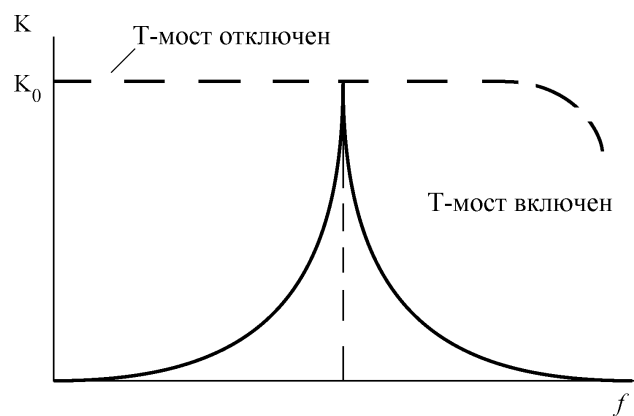
Анализ этого выражения показывает, что на низких  $f \rightarrow 0$  и высоких  $f \rightarrow \infty$  частотах при  $\beta_- \rightarrow 1$   $K_{\beta_-} = \frac{K_0}{1 + K_0} \approx 1$ , а на резонансной частоте  $f_0$  (при  $\beta_- = 0$ )

$$K_{\beta_-} = K_0 \gg 1.$$

Амплитудно-частотная характеристика  $K_{\beta_-} = F(f)$  избирательного усилителя с Т-мостом в цепи обратной связи приведена на рис.2.25. Она построена с учетом выражения для  $K_{\beta_-}$  и амплитудно-частотной характеристики Т-моста.



Нужная величина  $K_0$  обеспечивается правильным выбором номиналов резисторов  $R_2$  и  $R_1$  так, что  $K_0 = R_2 / R_1$ .



$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Рис.2.25. АЧХ избирательного усилителя с Т-мостом

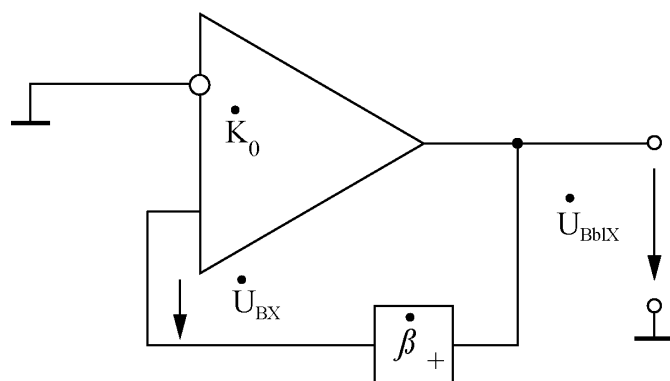


Рис. 2.26. Блок-схема генератора